

# Quantitative Feedback Theory 를 이용한 능동 자기베어링의 적용 연구

이관열 \*, 이형복\*\*, 김영배\*\*\*

## A Study for Application of Active Magnetic Bearing using Quantitative Feedback Theory

Kwan yeol Lee\*, Hyeong Bok Yi\*\* and Young Bae Kim\*\*\*

### ABSTRACT

Most of rotating machineries supported by contact bearing accompany lowering efficiency, vibration and wear. Moreover, because of vibration, which is occurred in rotating shaft, they have the limits of driving speed and precision. The rotor system has parametric variations or external disturbances such as mass unbalance variations in long operation. Therefore, it is necessary to research about magnetic bearing, which is able to support the shaft without mechanical contact and to control rotor vibration without being affected by external disturbances or parametric changes. Magnetic bearing system in the paper is composed of position sensor, digital controller, actuating amplifier and electromagnet. This paper applied the robust control method using quantitative feedback theory (QFT) to control the magnetic bearing. It also proposed design skill of optimal controller, in case the system has structured uncertainty, unstructured uncertainty and disturbance. Reduction of vibration is verified at critical rotating speed even external disturbance exists. Unbalance response, a serious problem in rotating machinery, is improved by magnetic bearing using QFT algorithm.

**Key Words :** Position Stiffness(위치강성), Current Stiffness(전류강성), Permeability (자기 투과율), Eddy Current(와전류), Eigenvalue(고유값), Structural Uncertainty(구조적 불확실성), Perturbation(섭동법), Whirl(윙)

### 기호설명

|                              |   |
|------------------------------|---|
| $K_q$ : Position Stiffness   | $c$ : Clearance of magnetic pole and shaft                      |
| $K_{iq}$ : Current Stiffness | $i_s$ : Bias current passing through coil                       |
| $N$ : Turns of coil          | $\alpha_p$ : Geometric factor                                   |
| $\mu_v$ : Permeability       | $V_{ref}$ : Voltage applied to the non-inverting input terminal |
| $A_o$ : Area of section      | $V_s$ : Supplied voltage  |
|                              | $R_i$ : Input resistors   |
|                              | $R_f$ : Feedback resistors                                      |

2001년 6월 13일 접수

\* 대우전기 연구원

\*\* 안동과학대학 자동차과

\*\*\* 전남대학교 기계자동차공학부

### 1. 서론

최근 고속으로 작동되는 산업용 회전기계 들의 진동 저감은 일반적으로 설계인자 들을 변경하거나 볼 베어링, 구름 베어링, 유막 베어링 등과 같이 적절히 고안된 수동의 장치들로 수행 되어지고 있다. 그러나 이러한 수동의 장치들로는 만일 여러 개의 진동 모드가 외란 요소와 가진 되어지면 진동 저감이 효과적으로 수행되지 않는다. 따라서 이를 보완하기 위한 능동 제어의 연구들이 활발하게 진행 되게 되었다.

이러한 장치들에 대한 능동진동제어의 수단으로 전자기 베어링은 쉽게 접근할 수 있고 또한 다양한 장점(설계의 유연성과 탁월한 성능)을 제공하므로 최근 수년동안 급속히 성장되어 왔다. 이러한 베어링의 좋은 장점이 만일 디지털 제어와 같이 실제적으로 운용된다면 최신 제어 수단으로 널리 다양하게 적용되리라 생각된다.

전자기 이론의 역사는 오래 되었음에도 불구하고, 자기베어링의 실제적용은 약 1980년대부터 시작되었다. 특히 능동진동제어와 자기부상 회전체의 자기베어링의 안정성은 최근 많은 연구과제가 되어 왔다. Simkin 과 Trowbridge 는 자기 스칼라 포텐셜(magnetic scalar potential)을 사용한 비선형 자기장을 계산하는 수치 접근법을 제시 하였다.<sup>(1)</sup> Yoshimoto 는 축에서 비선형 투과성 물성을 갖는 단순 자기 베어링 모델에 있어서 와전류(eddy current) 문제를 실험 하였다.<sup>(2)</sup> Lin 과 Palazzolo, 등은 회전체 시스템의 아주 쉽게 결합되는 성분의 2차원 선형 미분방정식의 표현을 입증하였다.<sup>(3)</sup> 그들은 또한 고유값(eigenvalue)을 추출하거나 안정 도를 판별하기 위하여 QR 알고리즘을 적용한 페루프 시스템의 특성방정식의 해를 제시 하였다. Harner 와 Dietrich 등은 자기 베어링 설계자들을 위하여 자기 베어링의 연한 자기 재료를 요약 하였다.<sup>(4)</sup> 또한 마그네틱 메탈사(Magnetic Metals)는 재료의 특성치를 포함한 데이터로 감은 코어에 대한 설계 매뉴얼을 제시 하였다.<sup>(5)</sup>

Simon 과 Tichy 는 자기부상과 베어링에 있어서 와전류를 포함하는 이론적인 자기력 계산방법을 제시 하였다.<sup>(6)</sup> 그들은 도체에서의 표면 두께를 고려한 와전류에 의한 견인력을 제시 하였다. 그리고 그 견인력은 도체와 자기 사이의 상대 속도에 의존 한다는 것을 입증 하였다. 그렇지만 대부분

의 연구들은 회전체 파라메타 변수들이나 외란의 급작스럽거나 점진적인 변화를 고려치 않은 회전체 시스템의 진동감소의 방향으로 이루어져 왔다.

본 연구에서는 파라메타 변수들뿐 아니라 외란 요소가 있는 회전체 진동의 저감을 위해 QFT(Quantitative Feedback theory)제어가 적용 되었다.

통상 플랜트는 구조적인 불확실성(parametric)과 비구조적인 불확실성(non-parametric)을 갖고 있다. QFT는 한정된 영역의 구조적인 것과 비구조적인 불확실성의 영역까지 지정된 성능 공차를 구하는 매우 강력한 설계 기법이다. 따라서 본 연구의 제어기의 설계는 QFT에 의한 방식에 근거하였다. QFT 합성기법의 이면에 있는 필수적인 아이디어는 공칭의 루프전달함수에 대한 일련의 경계 조건 들을 결정하기 위한 것이다. 본 연구에서 주파수 영역의 강인한 성능 제원 들은 루프 전달함수 등을 취하여 제공함으로써 자동적으로 충족되어지며, 완전히 조합된 플랜트를 강하게 안정시킨다. 본 연구의 주된 목적은 어떤 외란이 존재하는 시스템에 QFT를 이용하여 불평형 응답의 개선과 위험속도에서의 진동 저감에 초점을 두었다.

### 2. 자기 회전체 시스템 모델링

본 연구에서 제작한 자기 베어링을 Fig. 1에 나타내었다.

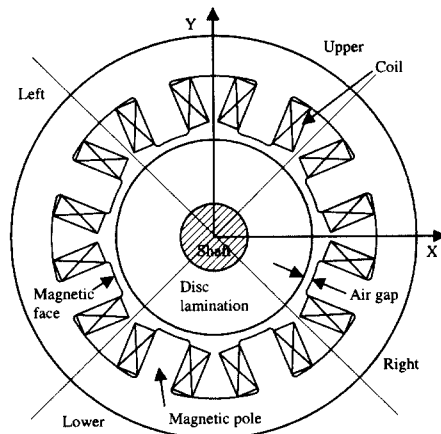


Fig. 1 Schematics of the electromagnetic bearing

자기 댐퍼는 모두 8개의 폴(pole)로 구성되어 있

고 2개의 풀이 한 쌍을 이루어 상,하,좌,우에 각각 한 개씩 총 4개의 자기회로로 구성된다. 전자석과 디스크에 형성된 힘은 전자석과 디스크사이의 거리와 전자석 코일에 흐르는 전류와의 함수이며 비선형이다.

일반적으로 자기력은 회전체 중심 축에 대한 미소변위에 대한 힘의 변화에 기인되는데 이 힘은 작동 영역에서 선형으로 간주될 수 있다. 이 힘의 항은 둘로 구분되는데 이는 위치강성( $K_q$ )과 전류의 미소변화에 대한 힘의 변화인 전류강성( $K_{iq}$ )이다 이식을 유도하면 Eqs. (1), Eqs. (2)와 같다.

$$K_q = -\frac{\Delta F}{\Delta q} = -\frac{2\mu_g A_g N^2 i_s^2}{c^3} \quad (1)$$

$$K_{iq} = -\frac{\Delta F}{\Delta i} = -2\frac{\mu_g A_g N^2 i_s}{c^2} \quad (2)$$

섭동법(Perturbation)을 사용하여 전류와 간극에 대해 2개의 전자석(상하 좌우)과 디스크에 작용되는 힘을 유도하면 다음과 같다.

$$F_q = \frac{\mu_g A_g N_1^2 i_s^2}{c^2} - \frac{\mu_g A_g N_2^2 i_s^2}{c^2} + \frac{2\mu_g A_g N_1^2 i_s^2}{c^3} \Delta y + \frac{2\mu_g A_g N_2^2 i_s^2}{c^3} \Delta y + \frac{\mu_g A_g N_1^2 i_s^2}{c^2} \Delta i + \frac{\mu_g A_g N_2^2 i_s^2}{c^2} \Delta i \quad (3)$$

따라서 최종적으로 유도된 전류와 위치강성은 다음과 같이 표현된다.

$$K_q = -\frac{2\mu_g}{c^3} [A_1 N_1^2 i_s^2 + A_2 N_2^2 i_s^2] \quad (4)$$

$$K_{iq} = -\frac{2\mu_g}{c^2} [A_1 N_1^2 i_s + A_2 N_2^2 i_s]$$

Eqs. 3과 Eqs. 4에서, 첨자 1은 위 방향의 자기력을 첨자 2는 아래 쪽의 자기력을 의미한다. 유사한 방법으로 좌우의 자기력에 대해서도 구할 수 있다. 전자석과 디스크는 곡면이므로 전자력, 위치에 대한 강성과 전류에 대한 강성을 곡면에 맞게 보정해 주어야 한다. 즉 정상상태에서의 실제적인 힘과 강성을 기하학적 보상 계수를 사용하여 정리하면 Eqs. (5)와 같이 표시된다.

$$F_{qs} = \alpha_g (F_{1s} + F_{2s}) = \alpha_g \frac{\mu_g}{c^2} (A_1 N_1^2 i_s^2 - A_2 N_2^2 i_s^2)$$

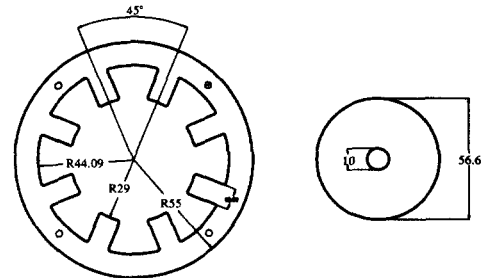
$$K_q = -\frac{2\alpha_g \mu_g}{c^3} (A_1 N_1^2 i_s^2 + A_2 N_2^2 i_s^2) \quad (5)$$

$$K_{iq} = -\frac{2\alpha_g \mu_g}{c^2} (A_1 N_1^2 i_s + A_2 N_2^2 i_s)$$

여기서  $\alpha_g$ 는 형상계수이며 정의는 다음과 같다

$$\alpha_g = \frac{F}{A_g} \int_{\theta_1}^{\theta_2} r b \cos \theta d\theta = \frac{\sin \theta_2 - \sin \theta_1}{\theta_2 - \theta_1} \quad (6)$$

$\theta_i (i=1,2)$ 는 전자석부와 축 중심간의 각도이다. 자기베어링은 위 식의 힘과 변위의 관계에 따라 설계된다. Fig. 2는 본 연구에서 제작된 자기시스템의 구조를 보여주는데 자기 코어와 적층 디스크로 되어 있다.



(a) Magnetic Core (b) Disk Lamination

Fig. 2 Structure of Magnetic Damper

회전체의 최대 회전 속도를 10,000 rpm으로 선정하였고 디스크는 S45C 강(steel)으로 제작하였다. 또한 와전류(eddy current)에 의한 손실을 막기 위해 전자석의 코어는 0.35 mm의 얇은 규소강판을 적층시켜 제작하였다. Fig. 3은 앰프의 기본 회로도를 보여주며, Table 1은 자기 댐퍼 시스템과 앰프에 대한 전기적 특성치를 요약 하였다. 본 연구에서 자기 베어링은 회전체의 수평과 수직 방향의 운동을 제어한다. 따라서 단순 2자유도 모델로 충분하다. 이는 수평과 수직 방향의 각각 1자유도 독립적모델로 Eqs. (7)과 같이 표현된다.

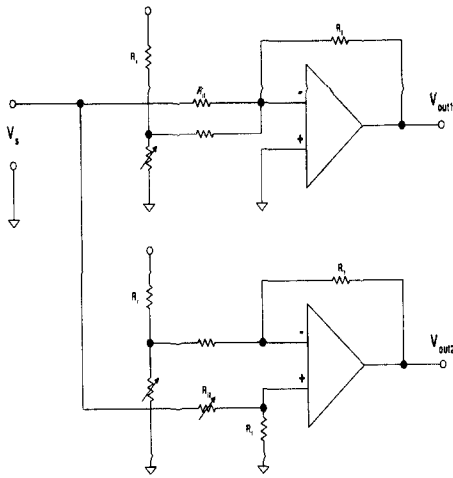


Fig. 3 OP Amplifier Circuit

Table 1 Amplifier and magnetic damper characteristics

| Magnetic pole | Inductance (mH) | Amplifier | Input Voltage ( $\pm V$ ) | Max. Output current ( $A_{p-p}$ ) |
|---------------|-----------------|-----------|---------------------------|-----------------------------------|
| UP            | 11.153          | UP        | 30                        | 4                                 |
| BOTTOM        | 12.260          | BOTTOM    | 30                        | 4                                 |
| LEFT          | 11.128          | LEFT      | 30                        | 4                                 |
| RIGHT         | 11.570          | RIGHT     | 30                        | 4                                 |

$$M\ddot{q} - K_q q = K_{iq} i_q \quad (7)$$

여기서  $q = \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix}$ ,  $M = \begin{bmatrix} m & 0 \\ 0 & m \end{bmatrix}$ ,

$$K_q = \begin{bmatrix} -\frac{2\alpha_g \mu_g}{c^3} (AN_3^2 i_{x3s}^2 + AN_4^2 i_{x4s}^2) \\ -\frac{2\alpha_g \mu_g}{c^3} (AN_1^2 i_{y1s}^2 + AN_2^2 i_{y2s}^2) \end{bmatrix}$$

$$K_{iq} = \begin{bmatrix} -\frac{2\alpha_g \mu_g}{c^2} (AN_{x3}^2 i_{x3s} + AN_{x4}^2 i_{x4s}) \\ -\frac{2\alpha_g \mu_g}{c^2} (AN_{y1}^2 i_{y1s} + AN_{y2}^2 i_{y2s}) \end{bmatrix}, \quad i_{x3s}, i_{x4s} \text{ 는}$$

평형상태에서 x 방향의 전자석에 흐르는 전류이고,  $i_{y1s}, i_{y2s}$  는 평형상태에서 y 방향의 전자석에 흐르는 전류이다. 코일에 흐르는 바이어스 전류는 실험에 의해 구해지며  $i_{y1s} = 0.28A$ ,  $i_{y2s} = 0.24A$ ,

$i_{x3s} = i_{x4s} = 0.26A$  이다. 이를 입력 전류에 대한 변위의 전달함수의 형태로 표시하면 다음과 같다. 센서는 회전체의 위치를 전압으로 변환한다.

$$\frac{q(s)}{i_q(s)} = \frac{-K_{iq}}{(Ms^2 - K_q)} \quad (8)$$

전자기 시스템은 피드백 요소를 갖고 있는데 이는 입력 주파수에 따라 다르다. 이러한 특성은 전달함수로 표현 될 수 있는데, 측정 데이터로부터 Curve Fit 하여 다항식을 사용하여 구하였다.

각각의 입력단에 white Noise 를 가하고 출력값을 측정하여, 응답 전달함수를 구할 수 있다. 측정된 응답 전달함수는  $G^*(s_i) (s_i = j\omega_i)$  의 형태로 복소수의 항을 갖는다. 일반적으로 전달함수는 다음과 같은 형태로 표현된다.

$$G(s) = \frac{a_0 + a_1s + a_2s^2 + \dots + a_ms^m}{1 + b_1s + b_2s^2 + \dots + b_ns^n} \quad (9)$$

분모와 분자의 다항식의 차수는 경험에 의해 결정되어진다. 측정된 데이터를 Curve Fit 하여 정확한 전달함수를 구할 수 있다. Fig. 4 는 측정된 데이터와 Curve Fit 한 전달 함수를 비교한 것이다. 그림으로부터 잘 일치함을 알 수가 있다. 따라서 모델링 오차에 따른 비구조적 불확실성은 존재하지 않는다고 가정 되어진다.

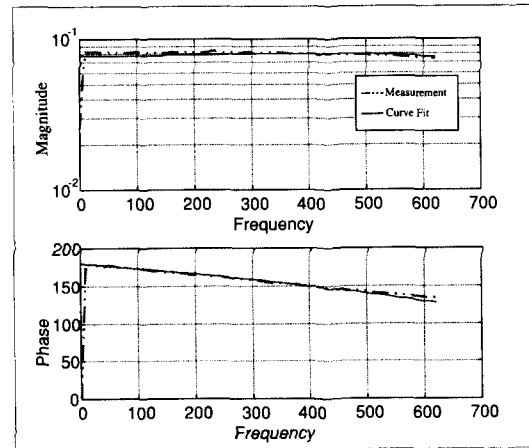


Fig. 4 Comparison of transfer function between magnetic amplifier and curve fit for upper magnetic damper

다른 3 개의 앰프에 대해서도 같은 방식으로 앰프의 전달 함수를 구하였다.

### 3. 주파수 도메인에서의 강인제어를 위한 문제 수식화

#### 3.1 플랜트의 전달함수

구조적인 불확실한 파라메타를 포함한 플랜트의 전달함수는 다음과 같다.

$$\{P(s)\} = \{P(s, \alpha)(1 + \Delta(s)), \alpha \in \Omega, |\Delta(j\omega)| \leq r(\omega), s = j\omega\} \quad (10)$$

$$\text{여기서 } r(\omega) = \begin{cases} 0, & 0 < \omega \leq \omega_h \\ r_1(\omega), & \omega > \omega_h \end{cases}$$

Fig. 5 에서처럼 2 자유도 MISO 시스템으로 간주 되어진다. 여기서  $P(s, \alpha)$ 는 불확실한 파라메타( $\alpha$ )를 갖는 플랜트의 전달함수이다, 그리고  $G(s)$ 는 제어기의 전달함수,  $R(s)$ ,  $D(s)$  그리고  $Y(s)$  는 각각 기준 입력, 외란과 출력을 나타낸다.

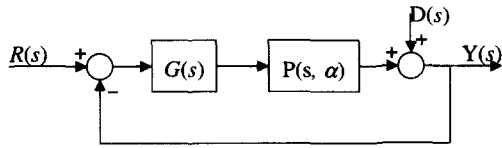


Fig. 5 Block diagram of 2-DOF feedback control system

외부 입력  $R(s)$ 는 주어지는 반면,  $D(s)$ 는 일반적으로 미지수이다. 이 그림에서,  $P(s, \alpha)$ 는 비구조적인 불확실성을 포함치 않는다. 따라서 전기적인 요소들을 포함하는 자기 회전체 모델은 실험과 Curve Fit 에 의하여 결정 되어진다. 그러므로 제어기를 설계하기 위한 문제는 외란 또는 파라메타 불확실성을 갖고 있는 시스템 이라도 기준 입력  $R(s)$ 와 동일한 출력  $Y(s)$ 가 이루어져야 한다.

일반적으로, 3 개의 부가된 전달함수들은 시스템에서 근본적인 피드백 관계를 특징화 하는데 필수적이다.

① Loop Transmission  $L(s) \triangleq G(s)P(s)$ ,

② Sensitivity Function  $S(s) \triangleq \frac{1}{1 + L(s)}$ ,

③ Complementary Sensitivity Function  $T(s) \triangleq \frac{L(s)}{1 + L(s)}$

앰프를 포함한 구조화된 회전체 베어링 시스템의 플랜트는 다음을 만족해야 한다.

$$P(s, \alpha) = \frac{p_3(\alpha)s^3 + L + p_0(\alpha)}{p_6(\alpha)s^6 + L + p_0(\alpha)}, \quad \alpha \in \Omega \quad (11)$$

여기서 분모의 분자의 상수항 들은 QFT 알고리즘에 따라 결정되어 진다, 그리고  $\Omega$ 는 아래 조건을 만족하는 불확실 파라메타 경계 이다.

정상상태의 진류  $i_s \in [0.42, 0.46]$  (A), 와전류의 진류 위치센서 민감도계인  $K_s \in [3000, 3500]$  (V/m) 이다.

#### 3.2 공칭 플랜트(Nominal Plant)

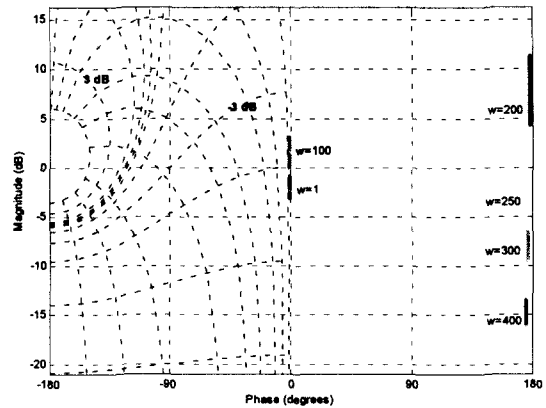


Fig. 6 Plant template of open loop system

플랜트 Template 의 경계는 Fig. 6 의 Nichols 차트에서 보여주는 것처럼, 플랜트 파라메타의 불확실 영역의 경계를 맵핑 함으로써 구해진다.

반면 어떤 플랜트의 경우에는 지정된 플랜트에서 채택 되어질 수도 있다. Nichols 차트 형판

점이 가능한 항상 모든 주파수에서 아래 왼쪽 모서리에 위치 되는 플랜트를 선택한다고 잘 알려져 있으며 이렇게 형관은 얻어진다. 채택된 자기 회전체 시스템의 전달함수는 다음과 같이 결정되어진다.

$$P_0(S) = \left\{ (9.0e-8)S^3 + (1.5e-3)S^2 + (8.1e0)S + 2.1e4 \right\} / \left\{ (2.1e-15)S^6 + (2.6e-11)S^5 + (1.8e-7)S^4 + (5.8e-4)S^3 + (1.01e0)S^2 + (1.6e-1)S + 2.7e4 \right\} \quad (12)$$

### 3.3 강인 안정성 영역(Robust Stability Margin)

강인 안정성 영역은 M 콘투어 구축을 사용하여 플랜트 Template로부터 구한다. QFT 설계에 있어서, 3dB 구축은 모든 가능한 시스템들의 페루프의 주파수 반응 진폭에서 전형적으로 사용되어진다. 혼합된 불확실성 하에서의 페루프의 강인한 안정성을 위하여는 다음을 만족하여야 한다.

$$\left| \frac{L(j\omega, \alpha)}{1 + L(j\omega, \alpha)} \right| \leq \frac{1}{r(\omega)}, \quad \alpha \in \Omega \quad (13)$$

Eqs. (6)은 지정된 루프 전달함수  $L_0$  의 향으로 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\left| \frac{L_0(j\omega)}{\frac{P_0(j\omega)}{P(j\omega, \alpha)} + L_0(j\omega)} \right| \leq \frac{1}{r(\omega)} \quad (14)$$

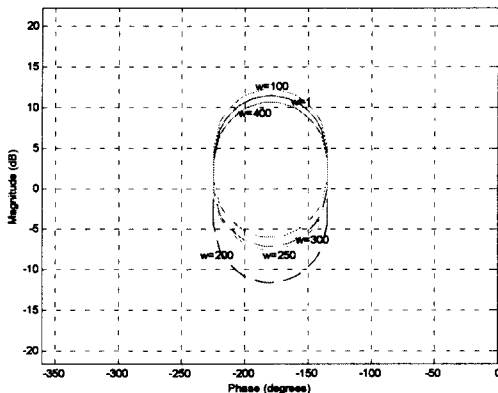


Fig. 7 Robust stability margin

이것은  $L_0(j\omega)$  일련의 경계를 생성하기 위하여 사용되어진다. Fig. 7은 Nichols 차트에 강인 안정성 이득을 보여 준다.

### 3.4 추적 안정 영역(Tracking Bound)

주파수 영역에서 페루프 전달함수  $T(s)$ 의 동작 안정 영역은 공칭 페루프 전달함수의 향으로 다음과 같이 표현된다.

$$\max \left| \frac{L_0 \frac{P}{P_0}}{1 + L_0 \frac{P}{P_0}} \right|_{dB} - \min \left| \frac{L_0 \frac{P}{P_0}}{1 + L_0 \frac{P}{P_0}} \right|_{dB} \leq |b(\omega)|_{dB} - |a(\omega)|_{dB} \quad (15)$$

고속 회전체의 효과적인 제어를 위해 상승시간( $t_r$ )과 정정시간( $t_s$ ) 범위는 제어할 수 있는 만큼 빨라야 한다. 본 연구에서,  $t_r$ 과  $t_s$ 의 경계는 상승과 정착 시간을 빠르게 만족하기 위해 다음과 같이 정해진다.

$$t_r \in [1.62 \times 10^{-3}, 1.90 \times 10^{-3}], \\ t_s \in [3.11 \times 10^{-2}, 3.24 \times 10^{-2}] \quad (16)$$

또한 동작안정영역  $a(s)$ 와  $b(s)$ 는 다음과 같이 계산되어진다.

$$a(S) = \left\{ (1.59e-3)S^3 + (9.17e0)S^2 + (2.64e4)S + 1.4e7 \right\} / \left\{ (1.83e-3)S^4 + (5.17e0)S^3 + (7.19e3)S^2 + (1.67e5)S + 2.0e8 \right\} \\ b(S) = \left\{ (1.6e-3)S^3 + (9.35e0)S^2 + (2.73e4)S + 1.64e7 \right\} / \left\{ (1.83e-3)S^4 + (5.17e0)S^3 + (7.19e3)S^2 + (1.68e5)S + 2.1e8 \right\} \quad (17)$$

Fig. 8은 자기베어링 시스템의 동작안정영역을 보여준다.

### 3.5 외란의 안정영역(Disturbance Bound)

$0 \leq T_D(j\omega) \leq r_D(\omega)$ 로 주어지는 외란의 제원은 공칭 페루프 전달함수  $L_0(j\omega)$ 의 구축 조건으로 대치된다.

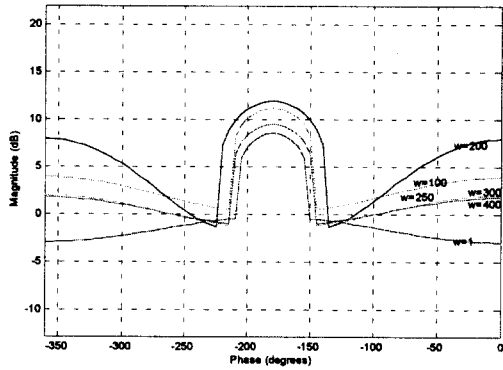


Fig. 8 Tracking bound

이러한 제원은 앞서 전개 하였던 동작 안정 영역을 구하는 방법과 유사하다.

$$0 \leq \left| \frac{\frac{P_0}{P}}{\frac{P_0}{P} + L_0} \right| \leq r_D(\omega) \quad (18)$$

본 연구에서 불평형 질량을 포함한 회전체 모델의 안정성 Bound는 불평형 반응을 개선하기 위해 결정되어졌다. 따라서 지정된 플랜트의 안정 영역은 다음과 같이 표현된다.

$$r_D(S) = \frac{(-1.512e-3)S^2 + (-8.093e0)S - 2.082e4}{(5.85e-4)S^3 + (1.0e0)S^2 + (1.67e1)S + 2.86e4} \quad (19)$$

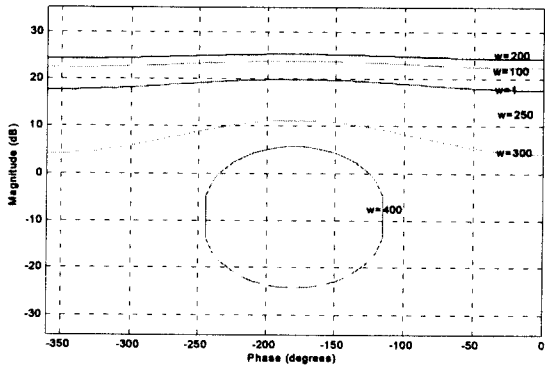


Fig. 9 Disturbance bound

Fig. 9 는 자기 베어링 시스템의 외란 안정 영역을 보여준다.

#### 4. 제어기 설계

앞서 기술한 강인한 안정 영역, 동작 영역 그리고 외란 영역을 결정하고 나면,  $L_0$ 에 대한 어떤 임계 경계조건이 구체화 될 수 있다. 일단 이러한 경계조건 들이 결정되어지면 모든 공칭루프 전달함수가 형태를 갖추게 되고, 공칭 페루프를 안정시킴과 동시에  $L_0$ 에 대한경계조건을 동시에 만족한다. 어떠한  $L_0$ 가 발견되었을 때  $G$ 의 합성은 완전한 것이 된다.

Fig. 10은 Nichols 차트의 영역이 위에 언급된 모든 경계조건이 만족함을 보여 준다. 최적의 리드 제어기가 QFT 기법 과정에 따라 설계되었으며, 최종적으로 얻어진 최적의 제어기는 다음과 같다.

$$G(s) = 100 \frac{s + 683.4347}{s + 7136.4009} \quad (20)$$

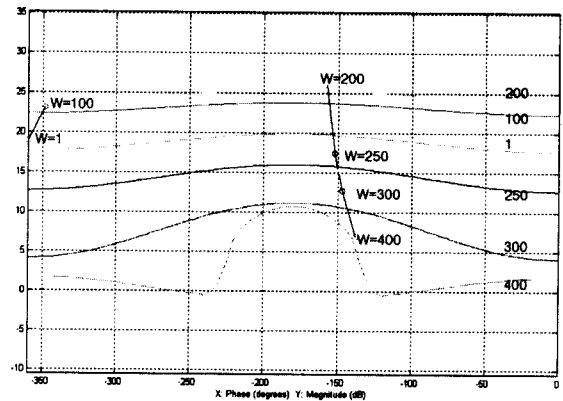


Fig. 10 Loop shape of nominal closed loop

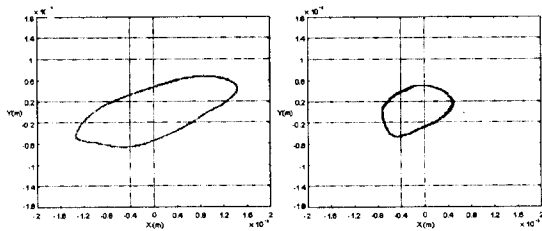
#### 5. 실험 결과

본 연구에서 사용된 실험장치를 Fig. 11에 나타내었다. 실험으로부터 1차 공진은 2000 rpm에서 발생하였다.



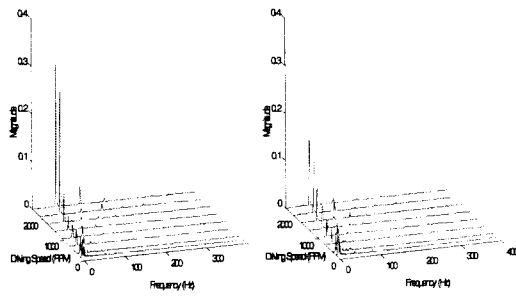
Fig. 11 Experimental setup

Fig. 12 는 첫번째 임계 속도에서의 윙 궤도 (whirl orbit)를 보여준다. Fig. 13 은 0 에서부터 2500 rpm 까지 속도를 증가 했을 때의 주파수 분석을 한 것이다.



(a) without control (b) under control

Fig. 12 Whirl orbit at critical speed



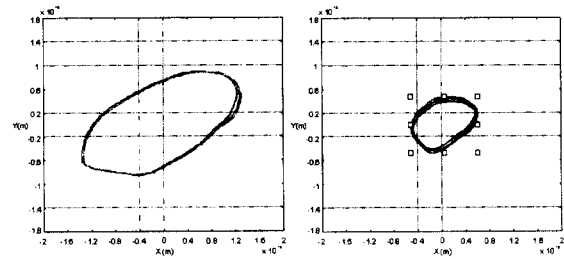
((a) without control (b) under control

Fig. 13 Waterfall plot of rotor-bearing system

회전체 시스템은 슬리브 베어링과 유막 베어링으로 지지 되어 있다. 따라서 2000rpm 에서부터 전형적인 오일 윙 (oil whip) 현상이 발생되는데, 이러한 심한 진동은 회전체의 속도를 증가하여도 소멸되어 지지 않는다. 즉 심한 오일 윙 현상 때문에 실험을 2500rpm 이상 초과 할 수 없었다.

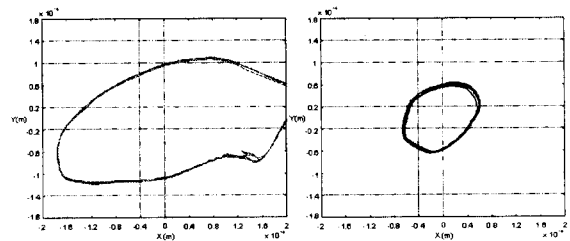
Fig. 12 의 결과로부터 변위의 폭은 전자기 베어

링을 사용함으로써 상당히 감소되었다. 제어기는 외란 출력을 없애기 위하여 설계 되었는데, 불평형 질량을 효과적으로 제거가 가능하다. 본 연구에서는 불평형 질량을 외란으로 간주하였는데, 만일 제어기가 외란을 잘 고려하여 잘 설계되었다면 제어된 회전체의 윙 출력은 외란이 없는 것과 동일해야 한다. 외란을 위하여 부가된 질량은 디스크 질량의 1/3000(0.4 g)과 1/1500(0.8 g)이다 Fig. 14 와 Fig. 15 는 불평형 질량이 외란으로써 회전체 시스템에 부가 되었을 때의 윙 궤도를 보여준다. 그림에서 외란이 존재하더라도 제안된 제어는 윙 궤도를 잘 감소 시키고 있음을 분명히 보여준다. Fig. 12 와 Fig.14 의 결과를 비교해 보면 제어된 출력은 거의 같은 진폭을 갖는다. 이는 제안된 QFT 알고리즘이 적은 외란에 대해서는 잘 동작되고 있음을 나타낸다. 그렇지만 만일 부가된 질량 외란이 2 배로 증가 되면, 제어된 출력은 매우 작게 될 것이나, Fig. 12 와 Fig. 15 의 결과에 비추어보면 외란의 효과를 완전히 없애지는 않지만 비교적 강한 외란도 효과적으로 제거함을 알 수 있다.



(a) without control (b) under control

Fig. 14 Whirl orbit for add-on unbalance mass of 0.4 grams



(a) without control (b) under control

Fig. 15 Whirl orbit for add-on unbalance mass of 0.8 grams

외란 제거가 Fig. 12 결과처럼 완벽하게 되지 않는 이유는 모델링의 비구조적인 불확실성이 올바르



지 않거나, 본 연구에서 고려된 파라메타의 불확실성 영역이 잘 정의되지 않았다고 추측이 가능하다.

## 6. 결 론

본 연구는 자기 회전체 베어링 시스템의 진동을 능동적으로 하기 위하여, 강인한 제어 기법의 QFT 알고리즘을 이용하여 수행하였다. 시스템 모델링의 비구조적인 불확실성은 매우 작다고 가정하였고, 파라메타 불확실성 영역은 실험으로부터 전기적 앰프와 자기 위치 강성의 작동 영역을 고려하여 선정하였다.

디스크 질량의 1/3000 과 1/1500 의 부가 질량의 외란이 강인한 제어 동작을 검증하기 위하여 부착되었다. 실험으로부터 제안된 제어 알고리즘은 약한 외란을 저감하는데 잘 작동됨을 보여 주었으나, 강한 외란 입력에서 효과적인 제어가 이루어지려면 보다 정교한 시스템의 모델링과 파라메타의 연구가 필요하다.

## 후 기

본 연구는 2000 년도 전남 대학교 BK21 사업에 의해 지원되어 수행 되었으며, 지원에 대해 깊은 감사를 드립니다.

## 참고문헌

1. Simkin, J and Trowbrige, C.W., Trowbridge, "On the Use of the Total Scalar Potential in the Numerical Solution of Field Problems in Electromagnetics," International Journal for Numerical Methods in Engineering, Vol. 14, pp. 423-440, 1979.
2. Yoshimoto, T., "Eddy Current Effect in a Magnetic Bearing Model," IEEE Transactions on Magnetics, Vol. MAG-19, No. 5, pp. 2097-2099, 1983.
3. Lin, R.R. and Palazzolo, A.B., "Electromechanical Simulation and Testing of Actively Controlled Rotordynamic Systems with Piezoelectric Actuators," International Gas Turbine Conference, Orlando, Florida, 1991.
4. Harner, L.L. and Dietrich, A., "An Overview of Soft Magnetic Materials for Magnetic Bearings," MAG93, Report of Virginia University, pp. 141-150, 1993.
5. Magnetic Metals., "Tape Bound Core Design Manual," pp. 36-37, Magnetic Metals An Inductotherm Company, 1994.
6. Simon, M. and Tichy, J., "Forces due to a Magnetic Dipole Near a Sliding Conductor : Applications to Magnetic Levitation and Bearings," ASME J. of Tribology, Vol. 116, pp. 720-725, 1994.
7. H.B. Yi and Y.B. Kim, "A Study of Rotor Vibration Reduction using Fuzzy Magnetic Damper System," Journal of KSPE, Vol. 25 (4), pp. 748-755, 2001.
8. Y.B. Kim, H.B. Yi and B.K. Lee, "Design and Application of Magnetic damper for Reducing Rotor Vibration," Journal of KSME, Vol. 24 (2), pp. 355-361, 2000.
9. Y.B. Kim, W.G. Hwang, C.D. Kee and H.B. Yi, "Active Vibration Control of a Suspension using Electro-magnetic Damper," ImechE, Part D, Journal of Automotive Engineering, in print, 2001.
10. Y.H. Ha, C.W. Lee, "Intelligent Active Magnetic Bearings," KSME, Vol. 34, No. 10, pp. 742-755, 1994.
11. Zolotas, A.C. and Halikias, G..D., "Optimal Design of PID Controllers Using the QFT Method," IEEE Proc.-Control Theory Appl., Vol. 146 (6), pp. 585-589, 1999.
12. Levine, W.S., "The Control handbook," IEEE Press, Vol. 1, pp. 701-717, 1996.
13. B.K. Song, "A Design Methodology for Synthesizing Low Order Robust Controllers for Flexible Structures," PhD Thesis, Texas A&M University, 1992.
14. Y.H. Yang and J.C. Chang, "Robust Controller Design of Multivariable Perturbed Systems with QFT," AACC, Proceedings of American Control Conference, pp. 1405-1409, 1999.
15. C.S. Kim, "Magnetic Bearing Eddy Current Effects on Rotordynamics System Response," PhD Dissertation, Texas A&M University, 1995.